# DC-DC 变流器带恒功率负载动态响应分析及 级联系统稳定性预测

杜韦静 张军明 张阳 钱照明 (浙江大学电气工程学院 杭州 310027)

**摘要** 分布式多变流器模块系统广泛应用于航空航天、通信以及舰船的直流分布式电源系统中。尽管每一个标准模块都能稳定可靠运行,但由于模块间复杂的相互作用,系统还是会出现不稳定的情况。目前级联系统小信号稳定性已经得到了较为深入的研究,但大信号级联稳定性问题尚缺乏系统研究。本文在将后级变流器等效为恒功率负载的基础上,定量分析了前级变流器电路参数对系统稳定性的影响,给出了前级变流器电路参数的设计准则,并推导出保证前级变流器稳定工作的情况下所能承担的最大恒功率负载值。该结论可以为级联系统前、后级模块的匹配提供依据,确保模块级联后可以稳定工作,节省了选择模块时反复验证的计算过程,大大提高了设计效率。

关键词:级联系统 大信号稳定性 恒功率负载 中图分类号: TM46

# Transient Load Response Analysis of DC-DC Converter with Constant Power Load and Stability Prognosis of Cascaded System

Du Weijing Zhang Junming Zhang Yang Qian Zhaoming (Zhejiang University Hangzhou 310027 China)

**Abstract** The distributed multi-converter system is a typical application and is more popular in applications such as aircrafts, spacecrafts and also ships. Each single converter module is designed stable. However, in the system level, the stability is still a big issue due to the complex interaction among the power converters. The small signal stability of the cascaded system is deeply studied, while the large signal stability issue in cascade system is still not well addressed. Under the assumption that the load converter works as a constant power load(CPL). This paper analyzes the relationships between parameters of the feeder converter and the stability of the cascaded system. Design criterion is proposed. The maximum CPL value is also derived from the calculation. This value can provide criterion for matching the feeder and the downstream converters. Instead of trial and error, the efficiency of design can be greatly increased.

Keywords: Cascaded system, large-signal stability, constant power load

国家自然科学基金(50907061)资助项目。 收稿日期 2010-11-02 改稿日期 2011-04-07

1 引言

随着应用系统的复杂化,其系统构架也日渐复

杂。为实现系统功能,往往需要多个电力电子装置 的协同工作。基于标准化思想的电力电子系统集成 技术在最近几年受到了广泛关注和研究,在标准拓 扑、封装技术以及集成系统理论等研究方面已经取 得了很多进展<sup>11</sup>,并在众多应用场合得到了体现, 如航空航天、通信以及舰船的直流分布式电源系统 等,采用多个标准化模块单元通过级联、并联等一 定的连接形式来实现某个特定的功能。

在多模块系统中,集成系统的稳定性和可靠性仍然是一项重要的研究内容<sup>[1]</sup>。对于整个系统而言, 虽然每一个标准模块都能稳定可靠运行,但由于模 块间复杂的相互作用,系统还是会出现不稳定的情况。其原因是由于变流器的输入、输出特性很复杂, 在不同的工作阶段往往表现出不同的特性,如 DC-DC 变流器在启动过程中,未达到闭环点时输入呈阻 性,闭环工作后输入呈恒功率特性<sup>[2]</sup>。在单个标准 模块的设计过程中,设计者不可能将所有情况都考 虑周全,故单个模块的稳定不能保证整个系统的稳 定运行。

在多变流器模块系统中,级联是最常见的一种 连接方式,其稳定性关系到集成系统是否稳定运行。 级联系统稳定性包括小信号稳定性和大信号稳定性。 在级联系统的小信号稳定性问题上,已经取得了很 多研究成果。其中等效环路增益法<sup>[3]</sup>、阻抗禁止区 法<sup>[4]</sup>等基于系统阻抗匹配的角度分析了级联系统不 稳定的原因,并给出了相应的设计准则。据此,可 以在设计阶段分析级联系统小信号稳定性。

但级联系统的大信号稳定性尚无系统的研究。 由于不具备传统小信号分析上的稳态工作点,传统 的小信号稳定性分析方法不适用于大信号稳定性的 分析<sup>[5]</sup>。

由于缺乏有效的大信号模型,通常通过系统特性的假设和简化,用相对简化的系统模型进行大信号稳定性的分析。理想 DC-DC 变流器具有恒功率输入特性。在级联系统中,若后级变流器闭环工作且响应速度很快,在不考虑其损耗的前提下,可将其等效为恒功率负载(CPL)。实际情况中,变流器的这种恒功率特性只在某些特定的工作状态下才成立。对于前级变流器而言,将后级变流器等效为CPL 是一种最差情况<sup>[6]</sup>,但这样可以避免研究变流器之间复杂的相互作用,是一种较简单的分析级联系统稳定性的方法,具有一定的借鉴意义。

文献[7-10]利用平均模型和相平面法分析了带 CPL 的 DC-DC 变流器的稳定性。如果电路参数全 部给定,该方法可以用于验证系统的稳定性。但是 计算烦琐,对数学软件依赖性强,且并未得出物理 意义明确的公式,不能在设计阶段避免级联大信号 不稳定。一旦负载参数发生变化,需重新计算验证 系统的稳定性。

文献[11-18]提出几种针对 CPL 的控制策略,以

保证系统稳定运行。文献 [11-12]提出了一种基于反 馈线性化的非线性控制技术。文献 [6]、文献[13-16]提 出了一种新的脉冲调整控制策略(Pulse Adjustment)。文献[17]利用电感的寄生电阻抵消 CPL 的负阻抗特性,以提高电路稳定性。文献 [18]提出了环路补偿技术(Loop Cancellation Technique)。但是,上述研究均侧重于改善变流器 的控制策略,使变流器带 CPL 能够稳定工作。对 级联系统大信号稳定性并未进行分析。

文献[19]对比研究了平均电流控制的 Buck 变 流器带阻性负载和 CPL 的稳定性, 描述了电路在不 同限流值和带宽情况下的稳定性情况。但仅限于定 性分析,给出的经验公式中除了限流值之外并未体 现其他电路参数对稳定性的影响。

本文以电压控制的 Buck 电路(带限流环)为 研究对象,基于将后级变流器(负载模块)等效为 CPL 的基础上,定量分析了前级变流器电路参数对 稳定性的影响,给出了前级变流器电路参数的设计 准则,并推导出保证前级变流器稳定工作的情况下 所能承担的最大 CPL 值。该结论可以为级联系统前、 后级模块的匹配提供依据,确保模块级联后可以稳 定工作,节省了选择模块时反复验证的计算过程, 大大提高了设计效率。

# 2 负载突变动态响应分析

在实际应用当中,出于保护的目的,大多数标 准变流器模块都具有限流功能或者过电流保护功能。 本文以带限流功能的电压环控制 Buck 变流器为例 进行分析。电路控制框图如图 1 所示。



图 1 带限流环电压控制 Buck 变流器拓扑框图 Fig.1 Voltage mode Buck converter with current limiting loop 为方便后文分析,作如下假设:

(1) 后级变流器(负载模块)等效为 CPL。

(2) 限流环带宽无限大。

(3) 限流值大于额定满载时的输出电流值。

(4)负载由空载直接突变至满载是最恶劣的情况,后文均考虑该情况下电路的稳定性。

2.1 CPL 特性及对负载动态响应稳定性的影响

为了保持功率恒定, CPL 具有负阻抗特性。端 电压上升时,电流下降,反之亦然。这种负阻抗特 性会给变流器尤其是具有限流环或电流保护的变流 器埋下不稳定的隐患。图 2 所示为 CPL 的电压电 流特性曲线。



图 2 CPL 电压电流特性曲线



2.1.1 CPL 负载突变稳定过程分析

变流器初始工作状态为空载,输出电流为零,输出电压为  $U_0$ 。在  $t_1$ 时刻, CPL 跳变至满载。由于电感电流不能突变,负载会从输出电容上抽取电荷,输出电压下降,输出电流迅速上升至  $I_1$ 。由于反馈环的作用,在  $t_2$ 时刻,输出电压和电感电流出现振荡。在振荡的过程中,输出电流并未达到限流值,整个负载切换过程电压环起主导作用。最终,输出电压恢复至稳态。工作波形图如图 3 所示。





负载突变不稳定工作波形如图 4 所示。 t<sub>1</sub>时刻之前的分析与 2.1.1 中分析相同。负载突 变后,在输出电压和电感电流振荡的过程中,输出 电流在 t<sub>2</sub>时刻达到限流值。电流环立即起到主导作 用,占空比在电流环的作用下变小,输出电压继续 下降。由于 CPL 的负阻抗特性,电流进一步上升, 从而进入正反馈。当输出电压降低至一定程度,输 出电流将一直大于限流值,电流环持续起作用,输 出电压无法达到额定值,电路进入不稳定状态。



Fig.4 Unstable waveforms of CPL switching

# 2.2 CPL 负载突变导致不稳定的机理分析

基于上述分析可知,如果输出电流达到限流值, 系统将进入正反馈,导致电路工作不稳定。由于限 流值大于稳态时额定满载电流,故只需要考虑负载 突变的动态过程中输出电流的最大值是否会达到限 流值即可。在该动态过程中,输出电流最大值发生 在振荡的第一个峰值处。

当负载从空载切换至满载功率时, Buck 变流 器的工作状态可分为两个阶段:  $t_1 \sim t_2$ 为第一阶段, 电感电流由断续状态进入连续状态;  $t_2 \sim t_3$ 为第二 阶段,电感电流和输出电压以一定频率振荡,如图 5 所示。



图 5 负载切换过程中电感电流(平均值)、输出电流、

#### 输出电压的波形图

Fig.5 Average inductive current, output voltage and current waveforms of transient response during load step

### up

在 t<sub>1</sub>时刻之前,输出电流大于电感电流,负载 从输出电容上抽取电荷,输出电压持续降低:在 t3时刻,当输出电流与电感电流相等时,输出电压 达到最低值,输出电流达到第一个峰值。若能够计 算出输出电压的最低值,便可以得到输出电流峰值 的表达式。

计算电压最低值有多种方法。可以采用 MATLAB 求解得到精确的解,但是求解过程复杂, 解的表达式物理意义不明确。利用小信号传递函数 也可以得出电压谷值,这种方法同样很复杂,且小 信号中的很多近似并不适用于大信号扰动。本文采 用估算的方法来求取输出电压谷值。

(1) 第一阶段, 电感电流由断续模式上升至连 续模式。在此阶段电感电流上升幅度很小(忽略电 流开关纹波)。近似假设电感电流恒定不变,可以 求得负载从输出电容上抽取出的电荷  $\Delta Q_1$ 

$$\Delta Q_1 = C \,\Delta u_{o1} = \Delta I \left( t_2 - t_1 \right) \tag{1}$$

其中

$$\Delta I \approx I_{\rm max} - I_{\rm ini} \tag{2}$$

$$\Delta u_{\rm ol} = \frac{\Delta I \left( t_2 - t_1 \right)}{C} \tag{3}$$

式中, Δuo1 为输出电压在第一阶段的变化值;  $\Delta I$  为负载切换时输出电流的变化值;  $I_{max}$  为输出电 流峰值; Iini 为负载切换前的输出电流。

在 t5 时刻, 电感电流临界断续。此时占空比略 小于稳态占空比, 但可以近似认为是稳态占空比 D。在稳态时,电压环反馈电压 uFB 的值为

$$u_{\rm FB} = V_{\rm tri} D \tag{4}$$

式中, V<sub>tri</sub>为载波的幅值。

电压环控制主要有三种控制策略:比例控制 (P)、比例积分控制(PI)和比例积分微分控制 (PID)。在负载切换的瞬间,比例环节起主导作 用, 故有

$$u_{\rm FB} = (k_{\rm p} + 1)V_{\rm ref} - \frac{k_{\rm p}u_{\rm o1}}{H}$$
  
=  $(k_{\rm p} + 1)V_{\rm ref} - \frac{k_{\rm p}(U_{\rm o} - \Delta u_{\rm o1})}{H}$  (5)

式中, 1/H 是反馈分压比;  $k_p$  是比例系数;  $V_{ref}$  为 控制环的参考电压; U。为变流器的额定输出电压。 综合式(3)~式(5),可以解得

$$\Delta u_{\rm o1} = U_{\rm o} - \frac{H(k_{\rm p} + 1)V_{\rm ref} - H V_{\rm tri}D}{k_{\rm p}} \quad (6)$$

(2) 第二阶段, 电感电流已进入连续状态。电 感电流和输出电压以一定的频率振荡。这个振荡频 率是由模块的相位裕度和增益决定的。在穿越频率 附近,相位裕度较小而增益较大的频率段最易发生 振荡。故振荡频率可近似等于穿越频率 fc。电感电 流和输出电压之间的相位差为四分之一振荡周期。 故

$$t_3 - t_2 = \frac{T_{\rm osc}}{4} \approx \frac{1}{4f_C} \tag{7}$$

$$\Delta Q_2 \approx \frac{1}{2} \Delta I(t_3 - t_2) = \frac{\Delta I}{8f_{\rm C}} \tag{8}$$

$$\Delta u_{o2} = \frac{\Delta Q_2}{C} = \frac{\Delta I}{8f_{\rm C}C} \tag{9}$$

式中, ΔQ<sub>2</sub> 为负载在第二阶段从输出电容上抽取出 的电荷量; Δu<sub>02</sub>为输出电压在第二阶段的变化值。

(3) 综上所述,由式(6)和式(9)可以得 出输出电压跌落幅值为

$$\Delta u = \Delta u_{o1} + \Delta u_{o2}$$
$$= U_o - \frac{H(k_p + 1)V_{ref} - HV_{tri}D}{k_p} + \frac{\Delta I}{8f_C C}$$
(10)

满载功率 P 可表示为

$$P = (U_{o} - \Delta u)I_{max}$$
$$= \left[\frac{H(k_{p} + 1)V_{ref} - HV_{tri}D}{k_{p}} - \frac{\Delta I}{8f_{C}C}\right]I_{max}$$

(11)

由式(2)和式(11)可以求得 Imax。 Ilim 表示 限流值。当 Imax < Ilim 时, 变流器可以进行稳定的负 载突变; 当 I<sub>max</sub>≥I<sub>lim</sub>时,负载突变会导致变流器工 作不稳定。

估算中忽略了积分、微分环节在负载切换瞬间 的作用,故存在一些误差。误差主要集中在第一阶 段电感电流由断续进入连续的过程中。

由上述推导可知,穿越频率  $f_{\rm C}$ 越高,输出电容 C越大,负载突变时电压谷值越高,  $I_{\rm max}$ 越小,故 越利于电路稳定。同时,减小电感 L也有助于提高 穿越频率。针对理想 CPL 而言,前级电路输出电流 几乎没有纹波,前级电路电感越小,电感电流上升 越快,负载需要从输出电容中抽取的电荷就越少, 输出电压谷值越高,  $I_{\rm max}$ 越小,利于电路稳定工作。 但若负载为变流器模块,前级变流器的输出电流会 存在纹波,电感越小,输出电流的纹波越大。输出 电流峰值可表示为  $i_{\rm pk}=I+\Delta I$ ,其中 I为输出电流平 均值, $\Delta I$ 为输出电流纹波。当  $i_{\rm pk}=I_{\rm max}$ 时,限流环 起主导作用,电路进入不稳定的工作状态,此时  $I < I_{\rm max}$ ,电路所带的最大恒功率负载值

 $P'_{\text{max}} = IU_{\text{min}} < P_{\text{max}}$ 。虽然电感减小有助于提高带宽,

对电路的稳定性有益,但是电感减小导致纹波增大 的幅度要远远大于带宽提高的幅度,纹波过大会导 致电路所带的最大恒功率负载值反而变小,此时电 感减小所带来的弊大于利,故电感的选择要综合带 宽、纹波两方面因素合理设计,并不是一味的越小 越好。

# 3 级联系统大信号负载突变稳定性预测

# 方法

由上述分析可知,当 *I*<sub>max</sub>=*I*<sub>lim</sub>时,电路在负载 突变的动态过程中处于临界稳定状态,此时负载功 率为该前级电路所能承担的最大 CPL 值,即

$$P_{\text{max}} = (U_{\text{o}} - \Delta u)I_{\text{lim}}$$
$$= \left[\frac{H(k_{\text{p}} + 1)V_{\text{ref}} - HV_{\text{tri}}D}{k_{\text{p}}} - \frac{\Delta I}{8f_{\text{C}}C}\right]I_{\text{lim}}$$

式中

$$\Delta I \approx I_{\rm lim} - I_{\rm ini} \tag{13}$$

(12)

若负载突变后功率超过 *P*<sub>max</sub>,则前级电路工作 不稳定;反之,前级电路可以稳定工作。

对于前级变流器而言,将后级变流器等效为 CPL 是一种最差情况。式(12)中给出的最大 CPL 值可以用于预测级联系统负载突变动态响应的 稳定性。若后级变流器负载突变至满载,且功率小 于前级变流器的最大 CPL 值,则级联系统能够稳 定工作。

该方法也为级联系统前、后级模块的匹配提供 了依据。若能够知道前级变流器的最大 CPL 值, 便可以选择与之级联能够稳定工作的后级变流器模 块,大大节省了设计时间,省去了验证稳定性时繁 琐的计算过程。

# 4 理论计算、仿真及实验验证

为了验证前文提出的方法的正确性,采用比例、 比例积分控制策略电路仿真并进行实验验证。仿真 采用 Saber 仿真软件(该仿真软件中有 CPL 模块)。

# 4.1 电压 P 环控制 Buck 电路计算、仿真及实验结

### 4.1.1 电路计算

电压 P 环控制 Buck 电路参数如表 1 所示。

表 1 电压 P 环控制 Buck 电路参数

Table.1 Parameters of Buck converter controlled by

P algorithm

参数名称	数值	参数名称	数值
输入电压/V	50	比例系数	5
输出电压/V	30	反馈分压比	1:21
电感/μH	740	载波幅值/V	3
输出电容/μF	100	控制环参考电压 /V	1.5
电流采样电阻/Ω	0.2	开关频率/kHz	20
限流值/A	1.25	穿越频率/kHz	1300
额定输出电流 /A	1		

根据式(10)、式(12)以及电路参数,可知 该 Buck 电路所能带的最大 CPL 值为 35.9W,电压 谷值为 28.75V。

4.1.2 仿真验证

图 6 所示,是电压 P 环控制 Buck 电路的仿真 结果。仿真中负载功率为计算出的最大 CPL 值 35.9W。由于仿真中所有器件均为理想元件,故空 载运行时输出电压略高于额定电压。电路在该负载 功率下仿真稳定。







Fig.6 Simulation waveforms of Buck converter controlled

### by P algorithm

当负载增大至 37W 时,仿真结果才出现不稳定 现象,该负载值略大于估算值。由于在估算中,假 设限流环带宽为无限大,输出电流一旦达到限流值, 限流环立即工作并替代电压环占据主导地位。实际 应用中限流环的带宽是有限的。当输出电流达到限 流值时,通过电压环和限流环的交替作用,电路仍 有可能被调回至稳态。故仿真中的最大 CPL值比 估算值略大一点。估算结果具有一定的保守性,但 是这种保守性对级联系统稳定性的预测是有益的, 能够确保当前级变流器带功率小于最大 CPL值的 负载时能够稳定运行。

4.1.3 实验验证

表 1 中所述的电压 P 环控制 Buck 变流器作为前级变流器。另一电压环控制且响应较快的 Buck 变流器作为负载模块,以近似模拟 CPL 的特性。

图 7a 所示为后级变流器负载从空载切换至 35W 时的前级变流器稳定工作的输出电压波形。图 7b 所示为前级变流器输出电压在负载突变瞬间的细 节波形图。图 7c 所示为后级变流器负载从空载直接 切换至 36W 时,前级变流器输出电压波形。从图中 可以看出,前级变流器输出电压无法维持在额定值, 系统工作不稳定。

关键参数已在图中标出。由于后级变流器并不 是一个完全理想的 CPL,故实验中得到的最大 CPL 值与理论分析及仿真值存在一点误差。但是从 波形中可以明显看出电路由稳定变为不稳定的趋势。 一旦负载功率大于计算出的最大 CPL 值,输出电 压会一直跌落直至系统崩溃。

# 4.2 电压 PI 环控制 Buck 电路计算、仿真及实验结

Ħ
禾

### 4.2.1 电路计算

电压 PI 环控制的 Buck 变流器电路参数如表 2 所示。



(a)负载切换,稳定时,输出电压波形图











Fig.7 Load switching experimental waveforms of Buck converter controlled by P algorithm

### 表 2 电压 PI 环控制 Buck 电路参数

Table.2 Parameters of Buck converter controlled by

PI algorithm

		-	
参数名称	数值	参数名称	数值

输入电压/V	50	比例系数	9.6
输出电压/V	30	积分系数	$10^{4}$
电感/μH	740	载波幅值/V	3
输出电容/µH	100	反馈分压比	1/24
电流采样电阻 /Ω	0.2	控制环参考电压 /V	1.25
额定输出电流 /A	1	开关频率/kHz	20
限流值/A	1.25	穿越频率/Hz	2244

根据式(10)、式(12)可得该电路所能带的 最大 CPL 值为 33.4W,电压谷底值为 26.733V。 4.2.2 仿真验证

图 8 是电压 PI 环控制 Buck 电路的仿真波形图。 仿真负载值为计算出的最大 CPL 值 33.4W。电路 在该负载功率下仿真稳定。当负载功率增加至 36W 时,仿真出现不稳定现象。





## 4.2.3 实验验证

电压 PI 环控制 Buck 变流器实验波形如图 9 所示。图 9a 所示为后级变流器负载从空载切换至 33W 时,前级变流器稳定工作的输出电压波形。图 9b 所示为前级变流器输出电压在负载突变瞬间的细 节波形图。图 9c 所示为后级变流器负载从空载直接 切换至 34W 时,前级变流器输出电压波形。从图中 可以看出,前级变流器输出电压无法维持在额定值, 系统工作不稳定。







Fig.9 Load switching experimental waveforms of Buck converter controlled by PI algorithm

# 5 结论

本文利用 CPL 代替级联系统中的后级变流器, 定量分析了前级变流器电路参数对稳定性的影响, 给出了前级变流器电路参数的设计准则,并推导出 保证前级变流器稳定工作的情况下所能承担的最大 CPL 值。该结论可以为级联系统前、后级模块的匹 配提供依据,确保模块级联后可以稳定工作,节省 了选择模块时反复验证的计算过程,大大提高了设 计效率。仿真和实验均验证了理论计算的正确性。

## 参考文献

- 钱照明,张军明,谢小高,等. 电力电子系统集成研 究进展与现状 [J]. 电工技术学报,2006,21(3):1-14.
   Qian Zhaoming, Zhang Junming, Xie Xiaogao, et al.
   Progress in power electronic system integration[J].
   Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(3): 1-14.
- [2] 王建华,张方华,龚春英,等.带恒功率负载的 DC/DC 变换器起动过程分析 [J]. 电工技术学报, 2009, 24(4): 121-125.
  Wang Jianhua, Zhang Fanghua, Gong Chunying, et al. Start-up process analysis of DC/DC converter

with constant power Load[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(4): 121-125.

- [3] Middlebrook R D. Input filter considerations in design and application of switching regulators[C]. Industry Applications Conference, 1976: 91-107.
- [4] Zhang J M, Xie X G, Jiao D Z, et al. Stability problems and input impedance improvement for cascaded power electronic systems[C]. Proceedings of the Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004: 1018-1024.
- [5] Robert W, Erickson, Slobodan Cuk, et al. Largesignal modelling and analysis of switching regulators[C].
   Proceedings of the Power Electronics Specialists Conference, 1982: 240-250.
- [6] Khaligh A, Emadi A. Modified pulse adjustment technique with variable states to control DC-DC converters operating in discontinuous conduction mode and driving constant power loads[C]. Proceedings of the IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, 2006.
- [7] Rivetta C, Williamson G. A Large-signal analysis of a DC-DC Buck power converter operating with constant power load[C]. Proceedings of the IEEE IECON Conference Proceedings, 2003: 732-737.
- [8] Rivetta C Williamson G A. Global behaviour analysis of a DC-DC boost power converter operating with constant power load[C]. Proceedings of the International Symposium on Circuits and Systems, 2004: 956-959.
- [9] Rivetta C, Williamson G A, Ali Emadi. Constant power loads and negative impedance instability in sea and

undersea vehicles: statement of the problem and comprehensive large-signal solution[C]. Proceedings of the Electric Ship Technologies Symposium, 2005: 313-320.

- [10] Rivetta C H. Emadi A, Williamson G A, et al. Analysis and control of a Buck DC-DC converter operating with constant power load in sea and undersea vehicles[J]. IEEE Transactions. on Industry Applications, 2006: 559-572.
- [11] Emadi A, Ehsani M. Negative impedance stabilizing controls for PWM DC-DC converters using feedback linearization techniques[C]. Proceedings of the IEEE Energy Conversion Engineering Conference and Exhibit, 2000: 613-621.
- [12] Emadi A, Ehsani A. Dynamics and control of multiconverter DC power electronic systems[C].
   Proceedings of the Power Electronics Specialists Conference, 2001: 248- 253.
- [13] Khaligh A, Emadi A. Pulse adjustment, a novel digital control technique, for control of a DC-DC Buck-Boost converter operating in discontinuous conduction mode and driving constant power loads[C]. Proceedings of the Vehicle Power and Propulsion Conference, 2006: 1-5.
- [14] Khaligh A, Emadi A. Power alignment, new digital control approach for a DC-DC flyback converter with constant power loads[C]. Proceedings of the IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications. 2006.
- [15] Khaligh A, Rahimi A M, Chakraborty A, et al. Analysis and stabilization of a Buck-Boost DC-DC converter feeding constant power loads in parallel with conventional loads in vehicular systems[C]. Proceedings of the IEEE IECON, 2006: 2799-2804.
- [16] Khaligh A, Emadi A. Mixed DCM/CCM pulse adjustment with constant power loads[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2008, 44(2): 766-782.
- [17] Rahimi A M, Emadi A. An analytical investigation of DC-DC power electronic converters with constant power loads in vehicular power systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(6): 2689-2702.
- [18] Rahimi A M, Williamson G A, Emadi A. Loop-

cancellation technique: A novel nonlinear feedback to overcome the destabilizing effect of constant-power Loads[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2010, 59(2): 650-661.

[19] 王建华,张方华,龚春英,等.带恒功率负载的 DC-DC 变换器阶跃响应过程分析 [J].中国电机工程学报,2008,28(30):7-11.

Wang Jianhua, Zhang Fanghua, Gong Chunying, et al.

Step load response analysis of DC-DC converter with constant power load[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(30): 7-11.

作者简介:杜韦静 女, 1985年生,博士研究生,主要研究方向电 力电子系统集成。张军明 男, 1975年出生,博士,主要研究方 向电力电子系统集成、电源管理及先进电力电子变流技术。